

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-069530

(43)Date of publication of application : 07.03.2003

(51)Int.Cl. H04J 13/04

(21)Application number : 2001-255079 (71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

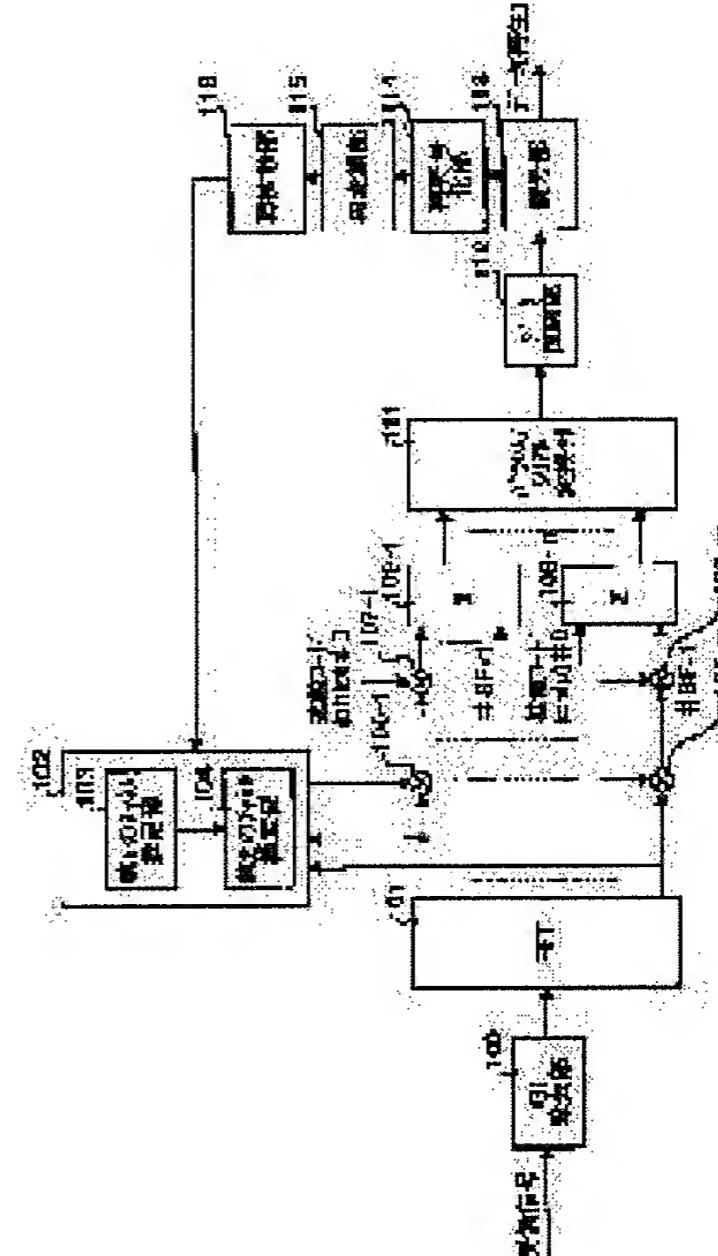
(22)Date of filing : 24.08.2001 (72)Inventor : SANO HIROYASU

(54) MULTICARRIER CDMA RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a multicarrier CDMA receiver capable of keeping a reception signal quality and the accuracy of data demodulation in an excellent state even when fluctuations due to a frequency selective fading are fast.

SOLUTION: This multicarrier CDMA receiver is provided with a first channel estimate section 103 and a second channel estimate section 104. The first channel estimate section 103 calculates a channel estimate after an interpolation in unit of subcarrier signal by using common pilot symbol of continuous plural slots, moreover, calculates the channel estimate after averaging in the direction of the frequency by averaging the channel estimate after the interpolation of each of subcarrier in the direction of the frequency. The second channel estimate section 104 calculates the channel estimate value corresponding to the number of repetition based on the data sequence applied re-decoding, re-modulating, and re-spreading processing to the decision data after error correction, each subcarrier signal after the channel fluctuation compensation, and the channel estimate.



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-69530

(P2003-69530A)

(43)公開日 平成15年3月7日 (2003.3.7)

(51)Int.Cl.⁷

H 0 4 J 13/04

識別記号

F I

テーマコード^{*}(参考)

H 0 4 J 13/00

C 5 K 0 2 2

審査請求 未請求 請求項の数 6 O.L. (全 13 頁)

(21)出願番号 特願2001-255079(P2001-255079)

(22)出願日 平成13年8月24日 (2001.8.24)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 佐野 裕康

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

(74)代理人 100089118

弁理士 酒井 宏明

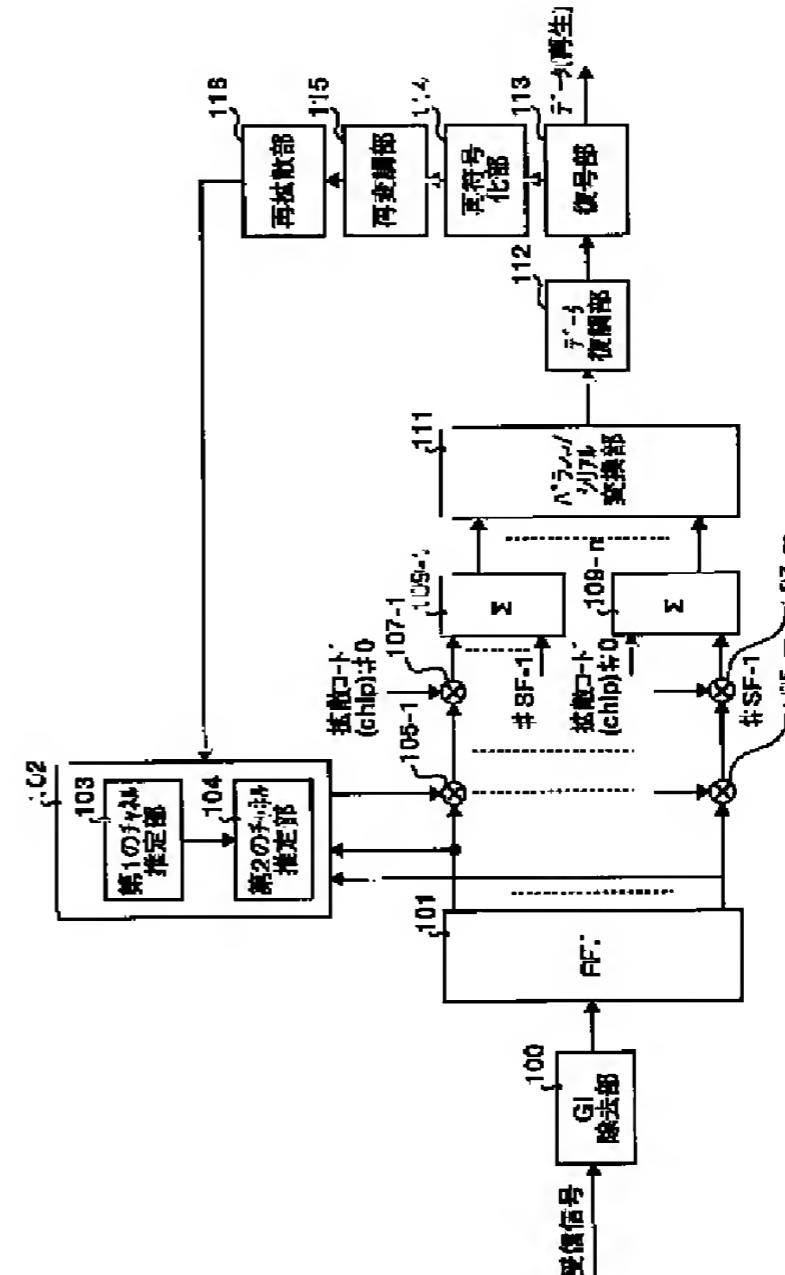
F ターム(参考) 5K022 EE01 EE31

(54)【発明の名称】 マルチキャリアCDMA受信装置

(57)【要約】

【課題】 周波数選択性フェージングによる変動が高速となる場合であっても、受信信号品質やデータ復調精度を良好に保つことが可能なマルチキャリアCDMA受信装置を得ること。

【解決手段】 本発明のマルチキャリアCDMA受信装置は、サブキャリア信号単位に、連続する複数スロット分の共通パイロットシンボルを用いて内挿補間後のチャネル推定値を算出し、さらに前記サブキャリア毎の内挿補間後のチャネル推定値を周波数方向に平均化することで周波数方向平均化後のチャネル推定値を算出する第1のチャネル推定部103と、誤り訂正後の判定データに対して再符号化、再変調、再拡散処理を施したデータ系列と、前記チャネル変動補償後の各サブキャリア信号と、前記チャネル推定値に基づいて、繰り返し数に応じたチャネル推定値を算出する第2のチャネル推定部104と、を備える構成とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 周波数選択性フェージング環境で使用されるマルチキャリアCDMA受信装置において、サブキャリア信号単位に、連続する複数スロット分の共通パイロットシンボルを用いて内挿補間後のチャネル推定値を算出し、さらにサブキャリア毎の内挿補間後のチャネル推定値を周波数方向に平均化することで周波数方向平均化後のチャネル推定値を算出し（1回目のチャネル推定）、当該チャネル推定値に基づいて各サブキャリア信号における受信データシンボルのチャネル変動補償を行う第1のチャネル推定手段と、逆拡散、復調、復号処理後の判定データに対して再符号化、再変調、再拡散処理を施したデータ系列と、前記第1のチャネル推定手段によりチャネル変動補償後の各サブキャリア信号と、前記第1のチャネル推定手段により算出されたチャネル推定値に基づいて、繰り返し数に応じたチャネル推定値を算出し（2回目以降のチャネル推定）、その後、前記第1のチャネル推定手段によりチャネル変動補償後の受信データシンボルに対してチャネル変動補償を行う第2のチャネル推定手段と、を備えることを特徴とするマルチキャリアCDMA受信装置。

【請求項2】 前記第2のチャネル推定手段は、2回目以降のチャネル変動補償を行うため、サブキャリア毎の周波数方向の平均化処理により算出されたチャネル推定値と、サブキャリア毎の周波数方向の平均化処理により算出された2乗平均値と、を用いてチャネル推定値を算出することを特徴とする請求項1に記載のマルチキャリアCDMA受信装置。

【請求項3】 前記第2のチャネル推定手段は、受信データシンボルを複数のブロックに分割してチャネル推定およびチャネル変動補償を行うことを特徴とする請求項1または2に記載のマルチキャリアCDMA受信装置。

【請求項4】 前記第1のチャネル推定手段は、前記連続する2スロット分の共通パイロットシンボルのうち、後部のパイロットシンボルを用いずにチャネル推定を行い、さらに、前記サブキャリア毎のチャネル推定値を周波数方向に平均化することで周波数方向平均化後のチャネル推定値を算出することを特徴とする請求項1、2または3に記載のマルチキャリアCDMA受信装置。

【請求項5】 前記第1のチャネル推定手段は、前記連続する2スロット分の共通パイロットシンボルを平均化してチャネル推定を行い、さらに、前記サブキャリア毎のチャネル推定値を周波数方向に平均化することで周波数方向平均化後のチャネル推定値を算出することを特徴とする請求項1、2または3に記載のマルチキャリアCDMA受信装置。

【請求項6】 周波数選択性フェージング環境で使用されるマルチキャリアCDMA受信装置において、逆拡散後のサブキャリア信号単位に、連続する複数スロ

ット分の共通パイロットシンボルを用いて内挿補間後のチャネル推定値を算出し、さらにサブキャリア毎の内挿補間後のチャネル推定値を周波数方向に平均化することで周波数方向平均化後のチャネル推定値を算出し（1回目のチャネル推定）、当該チャネル推定値に基づいて、逆拡散のための拡散コード乗算後の信号における受信データシンボルのチャネル変動補償を行う第1のチャネル推定手段と、逆拡散、復調、復号処理後の判定データに対して再符号化、再変調処理を施したデータ系列と、前記第1のチャネル推定手段によりチャネル変動補償後にさらに逆拡散のための拡散コード乗算後の信号と、前記第1のチャネル推定手段により算出されたチャネル推定値に基づいて、繰り返し数に応じたチャネル推定値を算出し（2回目以降のチャネル推定）、その後、前記第1のチャネル推定手段によりチャネル変動補償および逆拡散のための拡散コード乗算後の受信データシンボルに対してチャネル変動補償を行う第2のチャネル推定手段と、を備えることを特徴とするマルチキャリアCDMA受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、通信方式としてマルチキャリアCDMA (Code Division Multipleaccess) 方式を採用するマルチキャリアCDMA受信装置に関するものであり、特に、移動体通信等の周波数選択性フェージング環境で使用されるマルチキャリアCDMA受信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】以下、従来のマルチキャリアCDMA受信装置について説明する。通信方式としてマルチキャリアCDMA方式を採用する移動体通信システムの送受信装置としては、たとえば、文献「繰り返しチャネル推定を用いたときの下りリンクプロードバンドパケットTD-OFDMの特性、電子情報通信学会 信学技報 RCS2000-186 p.85-91 2001年1月」に記載されたものがある。以下、上記文献に記載の従来技術について図面を用いて説明する。

【0003】図4は、マルチキャリアCDMA送信装置の構成を示す図である。図4において、200は符号化部であり、201はデータ変調部であり、202はパイロットシンボル多重化部であり、203はシリアル/パラレル変換部であり、204はコピー部であり、205-1, …, 205-mは乗算器であり、207は他コード多重化部であり、208はIFFT (Inverse Fast Fourier Transform) 部であり、209はガードインターバル(GI)付加部である。なお、図5は、サブキャリア毎の送信スロットのフォーマットを示す図であり、送信スロットは、パイロットシンボル部分(既知系列)とデータ部分で構成される。

【0004】マルチキャリアCDMA送信装置では、まず、2値のデータを受け取った符号化部200が、符号化率R=1/2の畳込み符号化を行い、データ変調部201が、QPSK変調に相当するマッピング則にしたがって変調処理を行う。データ変調部201の出力信号を受け取ったパイロットシンボル多重化部202では、サブキャリア単位に図5に示すスロットを生成するため、N_p個のパイロットシンボルをスロットの前後に、N_d個のデータシンボルをスロット中に配置する。

【0005】シリアル/パラレル変換部203では、パイロットシンボル多重化部202出力のシリアルの信号を、パラレルのシンボルに変換する。コピー部204では、受け取ったシンボルのコピー処理を行う。乗算器205-1～205-mでは、コピー部204出力に対して拡散率SFに基づく拡散を行う（拡散コードとコピー部204出力の乗算）。他コード多重化部207では、他の複数の拡散コードにより拡散されたシンボルを多重化する。IFFT208では、他コード多重化部207出力を直交マルチキャリア信号に変換する。GI付加部209では、IFFT208出力のシンボル毎にガードインターバルを付加し、ガードインターバル付加後の信号を、送信信号として出力する。

【0006】図6は、従来のマルチキャリアCDMA受信装置の構成を示す図である。図6において、300はガードインターバル(GI)除去部であり、301はFFTであり、302はチャネル推定部であり、303-1, …, 303-m, 305-1, …, 305-mは乗算器であり、307-1, …, 307-nは合成器であり、309はパラレル/シリアル変換部であり、310はデータ復調部であり、311は復号部であり、312は再符号化部であり、313は再変調部であり、314は再拡散部である。なお、図7は、移動体通信システムにおける周波数選択性フェージング伝送路のインパルス応答の一例を示す図である。周波数選択性フェージングは、周囲の建物や地形によって電波が反射、回折、散乱

し、複数の伝送路を経て到來した波（マルチパス波）がお互いに干渉することで発生する。

【0007】マルチキャリアCDMA受信装置では、まず、無線通信路上で周波数選択性フェージング等の影響を受けた信号を受信したGI除去部300が、ガードインターバルを除去し、シンボル単位に連なった信号を出力する。つぎに、FFT301では、フーリエ変換処理を行い、受信信号を各サブキャリア信号成分に分離する。

【0008】チャネル推定部302では、上記のように分離された複数のサブキャリア信号を用いて、以下に示す手順で繰り返しチャネル推定を行う。まず、初回（1回目）のチャネル推定について説明する。チャネル推定部302では、スロット内のパイロットシンボル区間を同相加算後、さらに平均化して、サブキャリア毎のチャネル推定値を次式（1）により求める。

【0009】

【数1】

$$C_n(l) = 1/(2N_p) \left[\sum_{i=0}^{N_p-1} Z_{n,1}(i) + \sum_{i=0}^{N_p-1} Z_{n,2}(i) \right] \quad \dots \dots (1)$$

【0010】ただし、C_n(1)は初回のサブキャリア毎のチャネル推定値であり、Z_{n,1}(i)は図5に記載のスロット構成における先頭のパイロットシンボルを表し、Z_{n,2}(i)は最後尾のパイロットシンボルを表す。サブキャリア毎に求められたチャネル推定値C_n(1)は、n番目のサブキャリアを中心としてn+N_{avg}番目のサブキャリアからn-N_{avg}番目のサブキャリアまでの、近接するサブキャリアから求められたチャネル推定値とともに平均化され、第n番目のサブキャリアの平均化後チャネル推定値X_n(1)を次式（2）により求める。

【0011】

【数2】

$$X_n(1) = 1/(n + N_{avg} + 1) \sum_{j=0}^{n+N_{avg}} C_j(1), (n < N_{avg})$$

$$X_n(1) = 1/(2N_{avg} + 1) \sum_{j=n-N_{avg}}^{n+N_{avg}} C_j(1), (N_{avg} \leq n \leq N_c - N_{avg})$$

$$X_n(1) = 1/((N_c - n) + N_{avg}) \sum_{j=n-N_{avg}}^{N_c-1} C_j(1), (n > N_c - N_{avg}) \quad \dots \dots (2)$$

【0012】ただし、N_cは全サブキャリア数を表す。そして、チャネル推定部302では、式（2）で求められた平均化後チャネル推定値に基づいて、周波数選択性フェージングによるチャネル変動を補償するための補償値w_n(1)を次式（3）に従い算出する。

【0013】

【数3】

$$w_n(1) = X_n(1) / |X_n(1)| \quad \dots \dots (3)$$

【0014】チャネル推定部302により1回目のチャ

ネル推定後、乗算器303-1～303-mでは、受け取ったチャネル変動補償値 w_n (1)を用いて、サブキャリア単位にチャネル変動の補償を行う。つぎに、乗算器305-1, …, 305-mでは、サブキャリア単位のチャネル変動補償後の信号に対して#0～#SF-1の拡散コードを乗算し、合成器307-1～307-nでは、拡散コード乗算後の信号を合成し、逆拡散処理を完了する。つぎに、パラレル／シリアル変換部309では、パラレルデータである逆拡散後の信号をシリアルデータに変換する。つぎに、データ復調部310では、受け取ったシリアルデータを用いて復調処理を行い、軟判定値を出力する。つぎに、復号部311では、受け取った軟判定値に対してビタビ復号を行い、判定データシンボルを出力する。

【0015】また、2回目以降のチャネル推定では、パイロットシンボルに誤り訂正後の判定データシンボルを

$$C_n(q) = 1/(2Np + Nd) \left[\sum_{i=0}^{Np-1} Z_{n,1}(i) + \sum_{i=0}^{Nd-1} Z_n(i) \phi_{n,q}^*(i) + \sum_{i=0}^{Np-1} Z_{n,2}(i) \right] \quad \dots \dots \dots (4)$$

【0016】ただし、 $Z_n(i)$ は第n番目のサブキャリア群のi番目の受信シンボルを表し、*は複素共役を示す。さらに、チャネル推定部302では、上記のようにチャネル推定値を求めた後、次式(5)に従い平均化

$$\begin{aligned} X_n(q) &= 1/(n + N_{avg} + 1) \sum_{j=0}^{n+N_{avg}} C_j(q), (n < N_{avg}) \\ X_n(q) &= 1/(2N_{avg} + 1) \sum_{j=n-N_{avg}}^{n+N_{avg}} C_j(q), (N_{avg} \leq n \leq N_e - N_{avg}) \\ X_n(q) &= 1/((N_e - n) + N_{avg}) \sum_{j=n-N_{avg}}^{N_e-1} C_j(q), (n > N_e - N_{avg}) \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (5)$$

【0020】そして、チャネル推定部302では、式(5)で求められた平均化後チャネル推定値に基づいて、周波数選択性フェージングによるチャネル変動の補償を行うために必要なチャネル変動補償値 $w_n(q)$ を次式(6)に従い算出する。

【0021】

【数6】

$$w_n(q) = X_n(q) / |X_n(q)| \quad \dots \dots \dots (6)$$

【0022】その後、乗算器303-1～303-m以降の回路では、1回目のチャネル推定後と同様に動作し、最終的に判定データシンボルを生成する。さらに、繰り返しチャネル推定を行う場合には、再帰的に、再符号化部312、再変調部313、再拡散部314による処理を行い、式(4)、(5)、(6)を用いてチャネル変動補償量を算出する。

【0023】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記、従来のマルチキャリアCDMA受信装置においては、以

加えてチャネル推定を行う。具体的にいうと、まず、再符号化部312では、初回のチャネル推定値に基づいて得られたビタビ復号後のデータシンボルを再符号化する。つぎに、再変調部313では、再符号化されたデータシンボルに対して再変調を行う。つぎに、再拡散部314では、再変調後のデータを再拡散し、データ系列 $\phi_{n,q}(i)$ を求める。ただし、nはサブキャリア番号を表し、q($q = 2, 3, \dots$)は繰り返し数を表す。

【0016】チャネル推定部302では、データ系列の複素共役値 $\phi_{n,q}^*(i)$ を対応する受信データシンボルに乘算してデータ変調成分を取り除き、その後、パイロットシンボル区間を同相加算して、繰り返し数qの場合におけるサブキャリア毎のチャネル推定値 $C_n(q)$ を、次式(4)に従い算出する。

【0017】

【数4】

後チャネル推定値の算出を行う。

【0019】

【数5】

下に示す問題があった。

【0024】移動体通信では、周囲の建物や地形によって電波が反射、回折、散乱し、移動局には、複数の伝送路を経たマルチパス波が到来する。そして、それらのマルチパス波がお互いに干渉し、受信波の振幅と位相がランダムに変動する周波数選択性フェージングが発生する。したがって、特に、移動局が高速に移動する場合には、周波数選択性フェージングによる変動が高速となるため、上記従来のマルチキャリアCDMA受信装置におけるチャネル推定では、フェージングによる振幅・位相変動を十分に推定できず、受信信号品質やデータ復調精度が劣化する、という問題があった。

【0025】また、上記マルチキャリアCDMA方式では、基地局からの送信信号が伝送路上で周波数選択性フェージングの影響を受けた場合、伝送路状況によっては複数の遅延波が存在する。そのため、移動局に到達している信号がマルチパスの影響を受け、多重して送信される他コードの信号により干渉が発生し、受信信号品質を良好に保つことが困難になる、という問題もあった。

【0026】また、従来のマルチキャリアCDMA受信装置では、繰り返してチャネル推定を行う場合に、再符号化、再変調、再拡散という処理を行うため、信号処理規模が大きくなってしまう、という問題もあった。

【0027】本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、移動局が高速に移動し、周波数選択性フェージングによる変動が高速となる場合であっても、また、他コードによる干渉が存在する場合であっても、受信信号品質やデータ復調精度を良好に保つことが可能で、さらに、繰り返しチャネル推定に関する処理を削減可能なマルチキャリアCDMA受信装置を得ることを目的とする。

【0028】

【課題を解決するための手段】上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置にあっては、サブキャリア信号単位に、連続する複数スロット分の共通パイロットシンボルを用いて内挿補間後のチャネル推定値を算出し、さらにサブキャリア毎の内挿補間後のチャネル推定値を周波数方向に平均化することで周波数方向平均化後のチャネル推定値を算出し（1回目のチャネル推定）、当該チャネル推定値に基づいて各サブキャリア信号における受信データシンボルのチャネル変動補償を行う第1のチャネル推定手段と、逆拡散、復調、復号処理後の判定データに対して再符号化、再変調、再拡散処理を施したデータ系列と、前記第1のチャネル推定手段によりチャネル変動補償後の各サブキャリア信号と、前記第1のチャネル推定手段により算出されたチャネル推定値に基づいて、繰り返し数に応じたチャネル推定値を算出し（2回目以降のチャネル推定）、その後、前記第1のチャネル推定手段によりチャネル変動補償後の受信データシンボルに対してチャネル変動補償を行う第2のチャネル推定手段と、を備えることを特徴とする。

【0029】つぎの発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置において、前記第2のチャネル推定手段は、2回目以降のチャネル変動補償を行うため、サブキャリア毎の周波数方向の平均化処理により算出されたチャネル推定値と、サブキャリア毎の周波数方向の平均化処理により算出された2乗平均値と、を用いてチャネル推定値を算出することを特徴とする。

【0030】つぎの発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置において、前記第2のチャネル推定手段は、受信データシンボルを複数のブロックに分割してチャネル推定およびチャネル変動補償を行うことを特徴とする。

【0031】つぎの発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置において、前記第1のチャネル推定手段は、前記連続する2スロット分の共通パイロットシンボルのうち、後部のパイロットシンボルを用いずにチャネル推定を行い、さらに、前記サブキャリア毎のチャネル推定

値を周波数方向に平均化することで周波数方向平均化後のチャネル推定値を算出することを特徴とする。

【0032】つぎの発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置において、前記第1のチャネル推定手段は、前記連続する2スロット分の共通パイロットシンボルを平均化してチャネル推定を行い、さらに、前記サブキャリア毎のチャネル推定値を周波数方向に平均化することで周波数方向平均化後のチャネル推定値を算出することを特徴とする。

【0033】つぎの発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置にあっては、逆拡散後のサブキャリア信号単位に、連続する複数スロット分の共通パイロットシンボルを用いて内挿補間後のチャネル推定値を算出し、さらにサブキャリア毎の内挿補間後のチャネル推定値を周波数方向に平均化することで周波数方向平均化後のチャネル推定値を算出し（1回目のチャネル推定）、当該チャネル推定値に基づいて、逆拡散のための拡散コード乗算後の信号における受信データシンボルのチャネル変動補償を行う第1のチャネル推定手段と、逆拡散、復調、復号処理後の判定データに対して再符号化、再変調処理を施したデータ系列と、前記第1のチャネル推定手段によりチャネル変動補償後にさらに逆拡散のための拡散コード乗算後の信号と、前記第1のチャネル推定手段により算出されたチャネル推定値に基づいて、繰り返し数に応じたチャネル推定値を算出し（2回目以降のチャネル推定）、その後、前記第1のチャネル推定手段によりチャネル変動補償および逆拡散のための拡散コード乗算後の受信データシンボルに対してチャネル変動補償を行う第2のチャネル推定手段と、を備えることを特徴とする。

【0034】

【発明の実施の形態】以下に、本発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

【0035】実施の形態1. 図1は、本発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置の実施の形態1の構成を示す図である。図1において、100はガードインターバル（G I）除去部であり、101はFFTであり、102はチャネル推定部であり、103は初回のチャネル推定処理を行う第1のチャネル推定部であり、104は2回目以降のチャネル推定処理を行う第2のチャネル推定部であり、105-1, …, 105-m, 107-1, …, 107-mは乗算器であり、109-1, …, 109-nは合成器であり、111はパラレル/シリアル変換部であり、112はデータ復調部であり、113は復号部であり、114は再符号化部であり、115は再変調部であり、116は再拡散部である。

【0036】なお、送信側の処理については、基本的に従来技術と同じであるためその説明を省略する。また、図2は、サブキャリア単位の送信スロットのフォーマッ

トの一例を示す図である。送信スロットでは、2つのパイロット部分がデータ部分を挟んで存在する構成を探る。

【0037】ここで、上記のように構成される実施の形態1のマルチキャリアCDMA受信装置の動作を、図面を用いて詳細に説明する。

【0038】マルチキャリアCDMA受信装置では、まず、無線通信路上で周波数選択性フェージング等の影響を受けた信号を受信したG I除去部100が、ガードインターバルを除去し、シンボル単位に連なった信号を出力する。つぎに、FFT101では、フーリエ変換処理を行い、受信信号を各サブキャリア信号成分に分離する。

【0039】チャネル推定部102では、上記のように分離された複数のサブキャリア信号を用いて、以下に示す手順で繰り返しチャネル推定を行う。まず、初回(1回目)のチャネル推定について説明する。第1のチャネル推定部103では、サブキャリア毎に、対象とするスロットの前後のパイロットシンボル区間をそれぞれ同相加算後、さらに平均化して、サブキャリア毎のチャネル推定値を次式(7)により算出する。

【0040】

【数7】

$$p_{n,1} = (1/N_p) \left[\sum_{i=0}^{N_p-1} Z_{n,1}(i) \right]$$

$$p_{n,2} = (1/N_p) \left[\sum_{i=0}^{N_p-1} Z_{n,2}(i) \right] \quad \dots \dots (7)$$

【0041】ただし、 $p_{n,1}$ 、 $p_{n,2}$ はそれぞれ第n番目のサブキャリアのパイロット部分のチャネル推定値であり、 $Z_{n,1}(i)$ は図6に記載の対象とするスロットの

$$Y_n(l, k) = 1/(n + N_{avg} + 1) \sum_{j=0}^{n+avg} V_j(k), (n < N_{avg})$$

$$Y_n(l, k) = 1/(2N_{avg} + 1) \sum_{j=n-N_{avg}}^{n+avg} V_j(k), (N_{avg} \leq n \leq N_c - N_{avg})$$

$$Y_n(l, k) = 1/((N_c - n) + N_{avg}) \sum_{j=n-N_{avg}}^{N_c-1} V_j(k), (n > N_c - N_{avg}) \quad \dots \dots (10)$$

【0048】そして、第1のチャネル推定部103では、式(10)で算出した周波数方向平均化後チャネル推定値に基づいて、周波数選択性フェージングによるチャネル変動の補償を行うために必要な第n番目のサブキャリアのチャネル変動補償値 $m_n(1, k)$ を次式(11)に従い算出する。

【0049】

【数11】

$$m_n(1, k) = Y_n^*(1, k) / |Y_n(1, k)| \quad \dots \dots (11)$$

前に存在するパイロットシンボルを表し、 $Z_{n,2}(i)$ は対象とするスロットの後に存在するパイロットシンボルを表す。

【0042】つぎに、第1のチャネル推定部103では、サブキャリア毎に求めた対象スロット前後のチャネル推定値 $p_{n,1}$ 、 $p_{n,2}$ を用いて、対象とするスロットに対して一次補間を行い、サブキャリア毎の一次補間後のチャネル推定値を算出する。第n番目のサブキャリア毎の一次補間後のチャネル推定値 $V_n(k)$ は、データ部分のシンボル数を N_d とすると、次式(8)により算出される(k はデータ部分のシンボル番号)。

【0043】

【数8】

$$V_n(k) = p_{n,1}Q_1(k/N_d) + p_{n,2}Q_2(k/N_d) \quad \dots \dots (8)$$

【0044】ただし、 $k = 0, 1, 2, \dots, N_d - 1$ であり、 Q_1 、 Q_2 はそれぞれ次式(9)で表現される。

【0045】

【数9】

$$Q_1(k/N_d) = 1 - k/N_d$$

$$Q_2(k/N_d) = k/N_d \quad \dots \dots (9)$$

【0046】つぎに、第1のチャネル推定部103では、上記のように算出された第n番目のサブキャリアの一次補間後のチャネル推定値 $V_n(k)$ と、隣接する N_{avg} 個のサブキャリアから算出されたチャネル推定値と、を用いて、周波数方向の平均化処理を行い、初回の第n番目のサブキャリアの周波数方向平均化後チャネル推定値 $Y_n(1, k)$ を次式(10)により算出する(ただし、 k はデータ部分のシンボル番号)。

【0047】

【数10】

【0050】第1のチャネル推定部103により1回目のチャネル推定後、乗算器105-1～105-mでは、受け取った第n番目のチャネル変動補償値 $m_n(1, k)$ を用いて、サブキャリア単位にチャネル変動の補償を行う。サブキャリア毎のチャネル変動補償後の信号 $S_n(k)$ は次式(12)で表される。ただし、 $Z_n(k)$ は第n番目のサブキャリア群のk番目の受信シンボルを表す。

【0051】

【数12】

$$S_n(k) = Z_n(k)m_n^*(1, k) \quad \dots\dots(12)$$

【0052】つぎに、乗算器107-1, …, 107-mでは、サブキャリア単位のチャネル変動補償後の信号 $S_n(k)$ に対して拡散コードを乗算し、合成器109-1～109-nでは、拡散コード乗算後の信号を合成し、逆拡散処理を完了する。つぎに、パラレル/シリアル変換部111では、パラレルデータである逆拡散後の信号をシリアルデータに変換する。つぎに、データ復調部112では、受け取ったシリアルデータを用いて復調処理を行い、軟判定値を出力する。つぎに、復号部113では、受け取った軟判定値に対してビタビ復号を行い、判定データシンボルを出力する。

【0053】また、2回目以降のチャネル推定では、パイロットシンボルに誤り訂正後の判定データシンボルを加えてチャネル推定を行う。具体的にいうと、まず、再符号化部114では、初回のチャネル推定値に基づいて得られたビタビ復号後のデータシンボルを再符号化す

$$U_n(q) = (1/N_d) \left[\sum_{k=0}^{N_d-1} \{ V_n(k) + S_n(k) \phi_{n,q}^*(k) \} \right] \quad \dots\dots(13)$$

【0056】つぎに、第2のチャネル推定部104では、次式(14)に従い、第n番目のサブキャリアのチャネル推定値 $U_n(q)$ に対する2乗平均値 $R_n(q)$ を

$$R_n(q) = (1/N_d) \left[\sum_{k=0}^{N_d-1} |V_n(k) + S_n(k) \phi_{n,q}^*(k)|^2 \right] \quad \dots\dots(14)$$

【0058】つぎに、第2のチャネル推定部104では、上記第n番目のサブキャリアのチャネル推定値 $U_n(q)$ と、隣接する N_{avg} 個のサブキャリアから算出されたチャネル推定値と、を用いて、周波数方向の平均化処理を行い、繰り返し数が2回目($q=2$)以降の周波

$$\begin{aligned} E_n(q) &= 1/(n + N_{avg} + 1) \sum_{j=0}^{n+N_{avg}} U_j(q), (n < N_{avg}) \\ E_n(q) &= 1/(2N_{avg} + 1) \sum_{j=n-N_{avg}}^{n+N_{avg}} U_j(q), (N_{avg} \leq n \leq N_c - N_{avg}) \\ E_n(q) &= 1/((N_c - n) + N_{avg}) \sum_{j=n-N_{avg}}^{N_c-1} U_j(q), (n > N_c - N_{avg}) \quad \dots\dots(15) \end{aligned}$$

【0060】また、第2のチャネル推定部104では、上記第n番目のサブキャリアの2乗平均値 $R_n(q)$ と、隣接する N_{avg} 個のサブキャリアから算出された2乗平均値と、を用いて、周波数方向の平均化処理を行い、繰り返し数が2回目($q=2$)以降の周波数方向平

る。つぎに、再変調部115では、再符号化されたデータシンボルに対して再変調を行う。つぎに、再拡散部116では、再変調後のデータを再拡散し、データ系列 $\phi_{n,q}(i)$ を求める。ただし、nはサブキャリア番号を表し、q($q=2, 3, \dots$)は繰り返し数を表す。

【0054】つぎに、第2のチャネル推定部104では、データ系列の複素共役値 $\phi_{n,q}^*(i)$ を対応する受信データシンボル(初回のチャネル推定によるサブキャリア単位のチャネル変動補償後の信号 $S_n(k)$)に乗算してデータ変調成分を取り除き、その後、初回に推定したサブキャリア毎のチャネル推定値の絶対値を加算し、 N_d シンボル間にわたって時間平均値を算出することにより(式(13)参照)、繰り返し数qの場合におけるサブキャリア毎のチャネル推定値 $U_n(q)$ を算出する。

【0055】

【数13】

算出する。

【0057】

【数14】

数方向平均化後チャネル推定値 $E_n(q)$ を次式(15)により算出する。

【0059】

【数15】

均化後2乗平均値 $F_n(q)$ を次式(16)により算出する。

【0061】

【数16】

$$\begin{aligned}
 F_n(q) &= 1/(n + N_{avg} + 1) \sum_{j=0}^{n+avg} R_j(q), (n < N_{avg}) \\
 F_n(q) &= 1/(2N_{avg} + 1) \sum_{j=n-Navg}^{n+avg} R_j(q), (N_{avg} \leq n \leq N_c - N_{avg}) \\
 F_n(q) &= 1/((N_c - n) + N_{avg}) \sum_{j=n-Navg}^{N_c-1} R_j(q), (n > N_c - N_{avg}) \quad \dots\dots(16)
 \end{aligned}$$

【0062】そして、第2のチャネル推定部104では、式(15)(16)で算出された周波数方向平均化後のチャネル推定値および2乗平均値に基づいて、周波数選択性フェージングによるチャネル変動の補償を行うために必要な第n番目のサブキャリアのチャネル変動補償値m_n(q, k)を次式(17)に従い算出する。ただし、qは繰り返し数を表し、繰り返し数qは2以上である。

【0063】

【数17】

$$m_n(q, k) = E_n(q)/F_n(q) \quad \dots\dots(17)$$

【0064】その後、乗算器105-1～105-m以降の回路では、1回目のチャネル推定後と同様に動作し、最終的に判定データシンボルを生成する。さらに、繰り返しチャネル推定を行う場合には、再帰的に、再符号化部114、再変調部115、再拡散部116による処理を行い、式(13)、(14)、(15)、(16)、(17)を用いてチャネル変動補償量を算出する。

【0065】以上のように、本実施の形態においては、サブキャリア単位に2スロット分の共通パイロットを用いて一次補間を行うチャネル推定を初回に行い、その後、フェージングによるチャネル変動補償を行う構成とした。また、2回目以降のチャネル推定は、誤り訂正後データに対して再符号化、再変調、再拡散処理を施したデータ系列と、初回のチャネル推定によるチャネル変動補償後の受信データシンボルと、初回のチャネル推定によるサブキャリア毎のチャネル推定値の絶対値(すなわち振幅値)と、を用いて行う構成とした。そして、2回目以降のチャネル変動補償は、初回のチャネル推定によるチャネル変動補償後の受信データシンボルに対して行う構成とした。これにより、初回で取り切れなかったチャネル変動を精度よく補償することができるため、良好なデータ復調精度および受信信号品質を得ることができる。

【0066】さらに、本実施の形態においては、2回目以降のチャネル変動補償を、サブキャリア毎の周波数平均化後のチャネル推定値と2乗平均値とを用いて算出する構成とした。これにより、MMSE(Minimum Mean S

quare Error)基準に従って逆拡散の合成処理を行うことができる。また、コード多重数の増加により干渉が増大する状況であっても、良好な受信信号品質を得ることができる。

【0067】なお、本実施の形態では、誤り訂正方式として畳込み符号化を採用する場合について説明したが、これに限らず、たとえば、ターボ符号を用いた場合であっても同様の効果が得られる。

【0068】実施の形態2、実施の形態2のマルチキャリアCDMA受信装置は、前述の実施の形態1のマルチキャリアCDMA受信装置と比較して、第2のチャネル推定部104の動作が異なる。ここでは、実施の形態1と異なる第2のチャネル推定部104の動作を、図1を用いて詳細に説明する。

【0069】本実施の形態のマルチキャリアCDMA受信装置における2回目以降のチャネル推定では、パイロットシンボルに誤り訂正後の判定データシンボルを加えてチャネル推定を行う。具体的にいうと、まず、再符号化部114では、初回のチャネル推定値に基づいて得られたビタビ復号後のデータシンボルを再符号化する。つぎに、再変調部115では、再符号化されたデータシンボルに対して再変調を行う。つぎに、再拡散部116では、再変調後のデータを再拡散し、データ系列 $\phi_{n,q}(i)$ を求める。ただし、nはサブキャリア番号を表し、q($q = 2, 3, \dots$)は繰り返し数を表す。

【0070】つぎに、第2のチャネル推定部104では、データ系列の複素共役値 $\phi_{n,q}^*(i)$ を対応する受信データシンボル(初回のチャネル推定によるサブキャリア単位のチャネル変動補償後の信号 $S_n(k)$)に乗算してデータ変調成分を取り除き、その後、初回に推定したサブキャリア毎のチャネル推定値の絶対値を加算し、 N_d/N_b シンボル間にわたって時間平均値を算出することにより(式(18)参照)、繰り返し数qの場合におけるサブキャリア毎のチャネル推定値 $U_{n,h}(q)$ を算出する。ただし、 N_b は N_d 個のシンボルを所定ブロック数に区切ってチャネル推定値算出処理を行うためのブロック数を表す。

【0071】

【数18】

$$U_{n,h}(q) = (1/(N_d/N_b))$$

$$\left[\sum_{k=0}^{N_d/N_b-1} [V_n(N_d/N_b \cdot h + k) + S_n(N_d/N_b \cdot h + k) \phi_{n,q}^*(N_d/N_b \cdot h + k)] \right] \dots\dots(18)$$

【0072】なお、hはブロック番号（h=0, 1, 2, …, N_b-1）を表す。さらに、次式（19）に従い、第n番目のサブキャリアのチャネル推定値U

$$R_{n,h}(q) = (1/(N_d/N_b))$$

$$\left[\sum_{k=0}^{N_d/N_b-1} [V_n(N_d/N_b \cdot h + k) + S_n(N_d/N_b \cdot h + k) \phi_{n,q}^*(N_d/N_b \cdot h + k)]^2 \right] \dots\dots(19)$$

【0074】つぎに、第2のチャネル推定部104では、上記第n番目のサブキャリアのチャネル推定値U_{n,h}(q)と、隣接するN_{avg}個のサブキャリアから算出されたチャネル推定値と、を用いて、周波数方向の平均化処理を行い、繰り返し数が2回目（q=2）以降の周

$$\begin{aligned} E_{n,h}(q) &= 1/(n + N_{avg} + 1) \sum_{j=0}^{n+Navg} U_{j,h}(q), (n < N_{avg}) \\ E_{n,h}(q) &= 1/(2N_{avg} + 1) \sum_{j=n-Navg}^{n+Navg} U_{j,h}(q), (N_{avg} \leq n \leq N_c - N_{avg}) \\ E_{n,h}(q) &= 1/((N_c - n) + N_{avg}) \sum_{j=n+Navg}^{Nc-1} U_{j,h}(q), (n > N_c - N_{avg}) \end{aligned} \dots\dots(20)$$

【0076】また、第2のチャネル推定部104では、上記第n番目のサブキャリアの2乗平均値R_{n,h}(q)と、隣接するN_{avg}個のサブキャリアから算出された2乗平均値と、を用いて、周波数方向の平均化処理を行い、繰り返し数が2回目（q=2）以降の周波数方向平

$$\begin{aligned} F_{n,h}(q) &= 1/(n + N_{avg} + 1) \sum_{j=0}^{n+Navg} R_{j,h}(q), (n < N_{avg}) \\ F_{n,h}(q) &= 1/(2N_{avg} + 1) \sum_{j=n-Navg}^{n+Navg} R_{j,h}(q), (N_{avg} \leq n \leq N_c - N_{avg}) \\ F_{n,h}(q) &= 1/((N_c - n) + N_{avg}) \sum_{j=n+Navg}^{Nc-1} R_{j,h}(q), (n > N_c - N_{avg}) \end{aligned} \dots\dots(21)$$

【0078】そして、第2のチャネル推定部104では、式（20）（21）で算出された周波数方向平均化後のチャネル推定値および2乗平均値に基づいて、周波数選択性フェージングによるチャネル変動の補償を行うために必要な第n番目のサブキャリアのチャネル変動補償値m_{n,h}(q, i)を次式（22）に従い算出する。ただし、qは繰り返し数を表し、繰り返し数qは2以上である。また、iは0, 1, 2, …, N_d/N_b-1である。

【0079】

【数22】

n, h (q)に対する2乗平均値R_{n,h}(q)を算出する。

【0073】

【数19】

波数方向平均化後チャネル推定値E_{n,q}(q)を次式（20）により算出する。

【0075】

【数20】

均化後2乗平均値F_{n,h}(q)を次式（21）により算出する。

【0077】

【数21】

$$m_{n,h}(q,i) = E_{n,h}(q)/F_{n,h}(q) \dots\dots(22)$$

【0080】つぎに、乗算器105-1～105-mでは、上記チャネル変動補償値m_{n,h}(q, i)を用いて、サブキャリア毎にチャネル変動の補償を行う。ここでは、受信データシンボル番号k=N_d/N_b・h+iと対応するように、チャネル変動補償後の信号S_n(k)を次式（23）を用いて算出する。ただし、Z_n(k)は第n番目のサブキャリア群のk番目の受信シンボルを表す。

【0081】

【数23】

$$S_n(k) = z_n(k)m_{n,b}^*(q,i) \quad \dots\dots(23)$$

【0082】以上のように、本実施の形態においては、2回目以降のチャネル推定において、データシンボル部分を複数のブロックに分割してチャネル推定を行い、その後、チャネル変動を補償する構成とした。これにより、チャネル推定における平均化時間を減少させることができるために、フェージング等によりチャネル変動が高速な場合であっても、精度よくチャネル変動を補償することができる。

【0083】実施の形態3. 図3は、本発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置の実施の形態3の構成を示す図である。図3において、402はチャネル推定部であり、403は初回のチャネル推定処理を行う第1のチャネル推定部であり、404は2回目以降のチャネル推定処理を行う第2のチャネル推定部であり、405-1, …, 405-1, 407-1, …, 407-1, 409-1, …, 409-1, 411-1, …, 411-1は乗算器である。なお、先に説明した実施の形態1と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。

【0084】本実施の形態のマルチキャリアCDMA受信装置は、逆拡散時の拡散コード乗算用の乗算器をチャネル変動補償用の乗算器よりも前に備えることによって、再拡散時における拡散コードの乗算処理を不要としている。ここでは、実施の形態1と異なる動作についてのみ説明する。

【0085】無線通信路上で周波数選択性フェージング等の影響を受けた信号を受信したGI除去部100では、ガードインターバルを除去し、シンボル単位に連なった信号を出力する。つぎに、FFT101では、フーリエ変換処理を行い、受信信号を各サブキャリア信号成分に分離する。

【0086】乗算器405-1～405-1, 407-1～407-1では、受け取ったサブキャリア信号に対して、それぞれ対応する拡散コード#0～#SF-1を乗算（逆拡散）する。すなわち、乗算器405-1～405-1, 407-1～407-1の出力は、変調成分のみの信号となっている。

【0087】乗算器409-1～409-1, 411-1～411-1では、受け取ったサブキャリア単位の変調成分の信号に対して、チャネル変動補償を行う。

【0088】また、2回目以降（q=2）の繰り返しチャネル推定を行う場合には、上記のとおり、拡散コードが乗算されてない信号、すなわち、変調成分のみの信号を用いて推定処理が行われているため、再変調部115にて再変調処理を行ったデータ系列を、チャネル推定部402に対して出力する。

【0089】以上のように、本実施の形態においては、

予め逆拡散処理のための拡散コードを、受信した各サブキャリア信号に乗算した後で、すなわち、逆拡散処理後に、チャネル推定を行う構成とした。これにより、2回目以降のチャネル推定において、チャネル推定部に対して入力するデータ系列が、再変調後のデータ系列でよいため、再拡散処理を省略することができる。

【0090】実施の形態4. 実施の形態4のマルチキャリアCDMA受信装置では、第1のチャネル推定部103が、後部のパイロットシンボルを用いないでチャネル推定を行う。なお、本実施の形態では、先に説明した実施の形態1と異なる第1のチャネル推定部103の動作についてのみ説明する。

【0091】第1のチャネル推定部103では、サブキャリア毎に求めた対象スロット前後のパイロットシンボルに基づいて作成されるチャネル推定値 $p_{n,1}, p_{n,2}$ を用いて、対象とするスロットに対して一次補間を行い、サブキャリア毎の一次補間後のチャネル推定値を算出する。第n番目のサブキャリア毎の一次補間後のチャネル推定値 $V_n(k)$ は、データ部分のシンボル数を N_d とすると、次式（24）により算出される（kはデータ部分のシンボル番号）。

【0092】

【数24】

$$V_n(k) = p_{n,1}Q_1(k/N_d) + p_{n,2}Q_2(k/N_d) \quad \dots\dots(24)$$

【0093】ただし、 $k = 0, 1, 2, \dots, N_d - 1$ であり、 Q_1, Q_2 はそれぞれ次式（25）で表現される。

【0094】

【数25】

$$Q_1(k/N_d) = 1$$

$$Q_2(k/N_d) = 0 \quad \dots\dots(25)$$

【0095】以上のように、本実施の形態においては、スロットの後部にパイロットが付加されていない場合であっても、精度よくフェージングによるチャネル変動を推定できる。

【0096】実施の形態5. 実施の形態5のマルチキャリアCDMA受信装置では、第1のチャネル推定部103が、前後のパイロットシンボルを平均化してチャネル推定を行う。なお、本実施の形態では、先に説明した実施の形態1と異なる第1のチャネル推定部103の動作についてのみ説明する。

【0097】第1のチャネル推定部103では、サブキャリア毎に求めた対象スロット前後のチャネル推定値 $p_{n,1}, p_{n,2}$ を用いて、対象とするスロットに対して一次補間を行い、サブキャリア毎の一次補間後のチャネル推定値を算出する。第n番目のサブキャリア毎の一次補間後のチャネル推定値 $V_n(k)$ は、データ部分のシンボル数を N_d とすると、次式（26）により算出される（kはデータ部分のシンボル番号）。

【0098】

【数26】

$$V_n(k) = p_{n,1}Q_1(k/N_d) + p_{n,2}Q_2(k/N_d) \quad \dots(26)$$

【0099】ただし、 $k = 0, 1, 2, \dots, N_d - 1$ であり、 Q_1, Q_2 はそれぞれ次式 (27) で表現される。

【0100】

【数27】

$$\begin{aligned} Q_1(k/N_d) &= 0.5 \\ Q_2(k/N_d) &= 0.5 \end{aligned} \quad \dots(27)$$

【0101】以上のように、本実施の形態においては、受信信号レベルが非常に低下している場合であっても、前後のパイロットシンボルに同じ大きさのウェイトを与える（平均化する）構成としたため、精度よくフェージングによるチャネル変動を推定できる。

【0102】

【発明の効果】以上、説明したとおり、本発明によれば、サブキャリア単位に2スロット分の共通パイロットを用いて一次補間を行うチャネル推定を初回に行い、その後、フェージングによるチャネル変動補償を行う構成とした。また、2回目以降のチャネル推定は、誤り訂正後データに対して再符号化、再変調、再拡散処理を施したデータ系列と、初回のチャネル推定によるチャネル変動補償後の受信データシンボルと、初回のチャネル推定によるサブキャリア毎のチャネル推定値の絶対値（すなわち振幅値）と、を用いて行う構成とした。そして、2回目以降のチャネル変動補償は、初回のチャネル推定によるチャネル変動補償後の受信データシンボルに対して行う構成とした。これにより、初回で取り切れなかったチャネル変動を精度よく補償することができるため、良好なデータ復調精度および受信信号品質を得ることができる、という効果を奏する。

【0103】つぎの発明によれば、2回目以降のチャネル変動補償を、サブキャリア毎の周波数平均化後のチャネル推定値と2乗平均値とを用いて算出する構成とした。これにより、MMSE (Minimum Mean Square Error) 基準に従って逆拡散の合成処理を行うことができる、という効果を奏する。また、コード多重数の増加により干渉が増大する状況であっても、良好な受信信号品質を得ることができる、という効果を奏する。

【0104】つぎの発明によれば、2回目以降のチャネル推定において、データシンボル部分を複数のブロックに分割してチャネル推定を行い、その後、チャネル変動を補償する構成とした。これにより、チャネル推定における平均化時間を減少させることができるために、フェージング等によりチャネル変動が高速な場合であっても、

精度よくチャネル変動を補償することができる、という効果を奏する。

【0105】つぎの発明によれば、スロットの前部のパイロットシンボルのみでチャネル推定を行うこととしたため、スロットの後部にパイロットシンボルが付加されていない場合であっても、精度よくフェージングによるチャネル変動を推定できる、という効果を奏する。

【0106】つぎの発明によれば、受信信号レベルが非常に低下している場合であっても、前後のパイロットシンボルに同じ大きさのウェイトを与える（平均化する）構成としたため、精度よくフェージングによるチャネル変動を推定できる、という効果を奏する。

【0107】つぎの発明によれば、予め逆拡散処理のための拡散コードを、受信した各サブキャリア信号に乘算した後で、すなわち、逆拡散処理後に、チャネル推定を行う構成とした。これにより、2回目以降のチャネル推定において、第2のチャネル推定手段に対して入力するデータ系列が、再変調後のデータ系列でよいため、再拡散処理を省略することができる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置の実施の形態1、2、4および5の構成を示す図である。

【図2】 送信スロットのフォーマットの一例を示す図である。

【図3】 本発明にかかるマルチキャリアCDMA受信装置の実施の形態3の構成を示す図である。

【図4】 マルチキャリアCDMA送信装置の構成を示す図である。

【図5】 従来の送信スロットのフォーマットを示す図である。

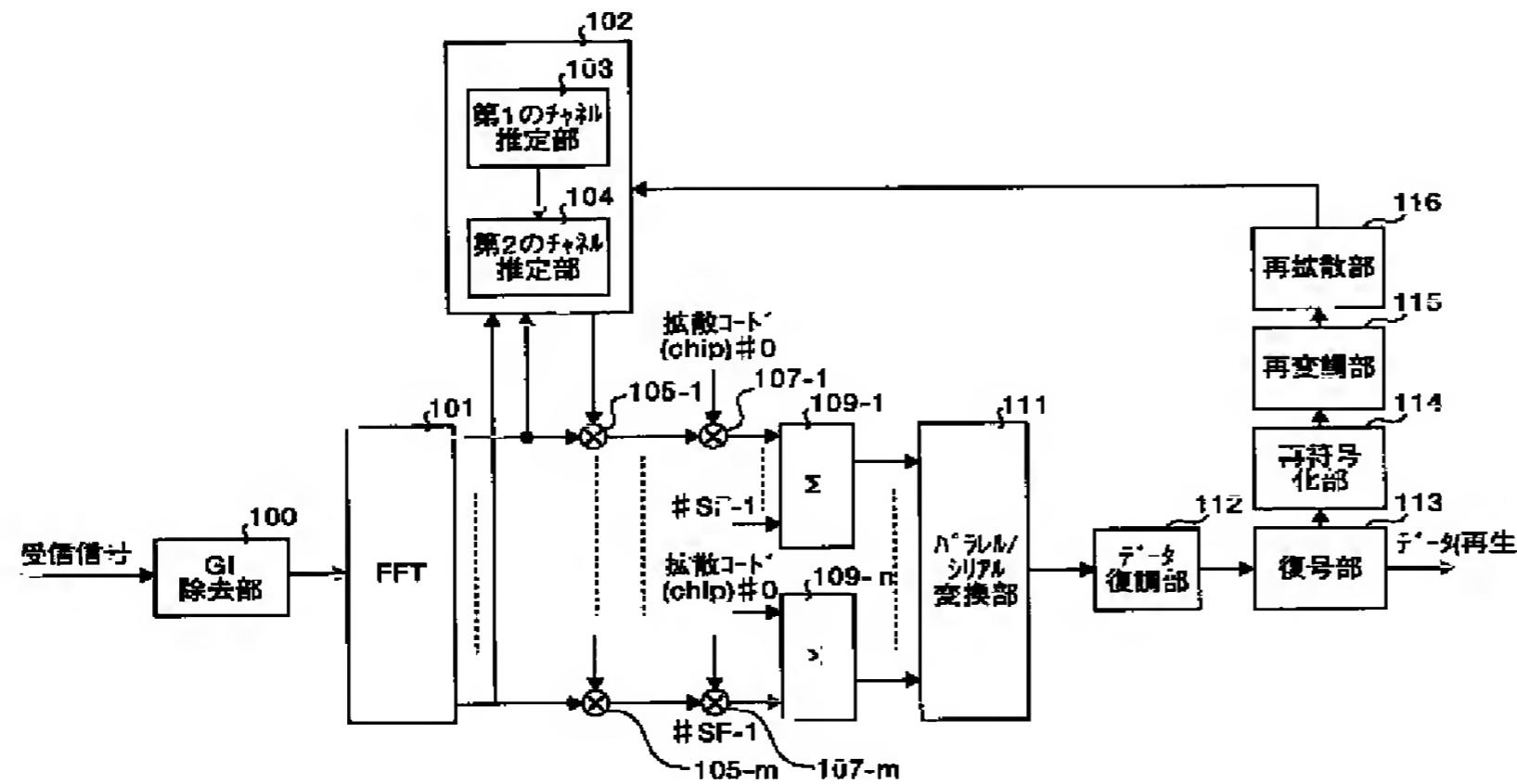
【図6】 従来のマルチキャリアCDMA受信装置の構成を示す図である。

【図7】 周波数選択性フェージング伝送路のインパルス応答の一例を示す図である。

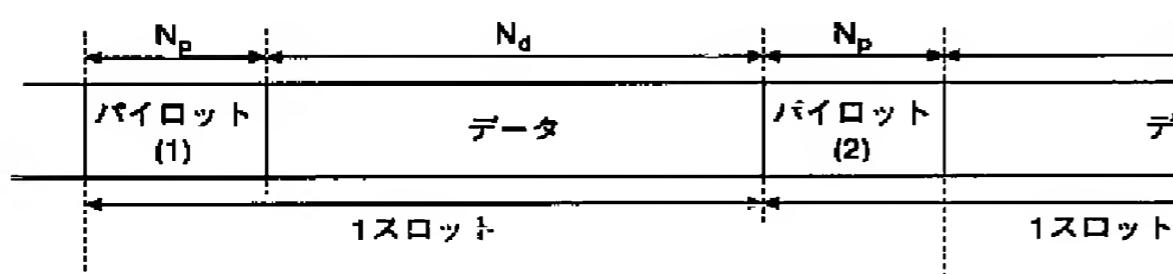
【符号の説明】

100 ガードインターバル (G I) 除去部、101 FFT、102, 402 チャネル推定部、103, 403 第1のチャネル推定部、104, 404 第2のチャネル推定部、105-1, 105-m, 107-1, 107-m, 405-1, 405-1, 407-1, 407-1, 409-1, 409-1, 411-1, 411-1 乗算器、109-1, 109-n 合成器、111 パラレル／シリアル変換部、112 データ復調部、113 復号部、114 再符号化部、115 再変調部、116 再拡散部。

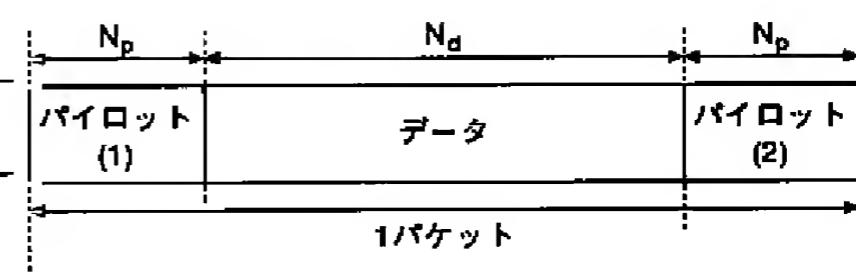
【図1】



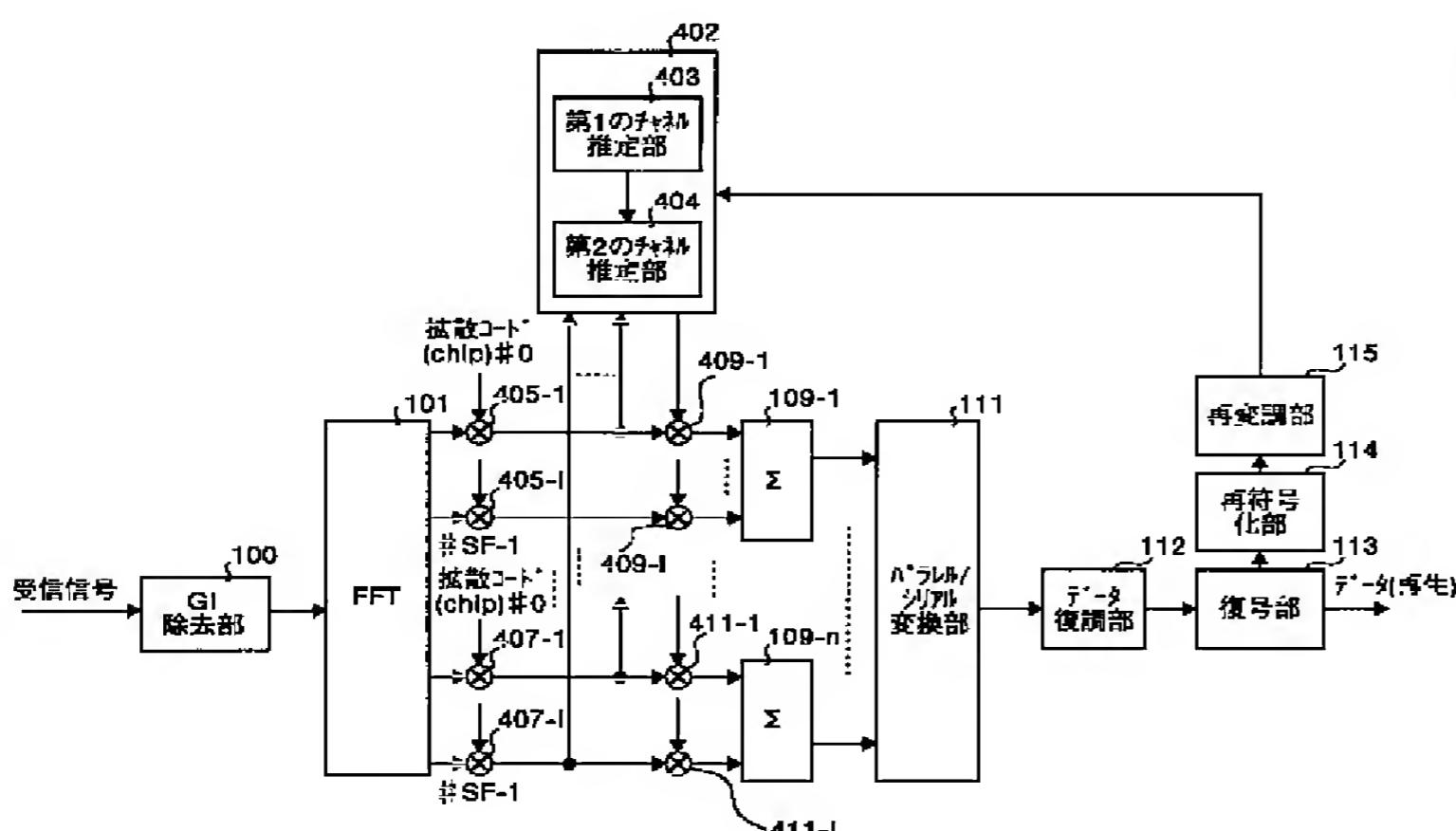
【図2】



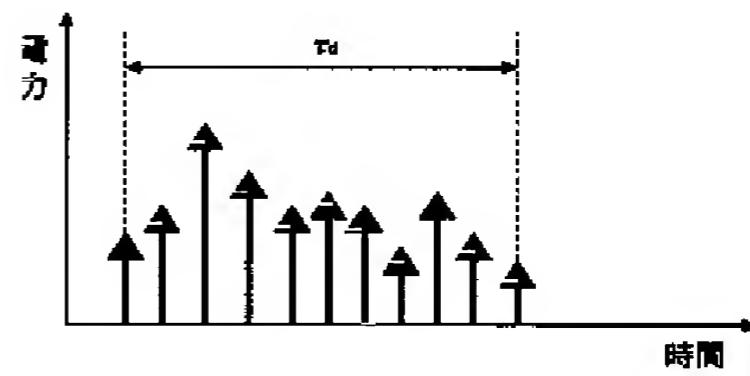
【図5】



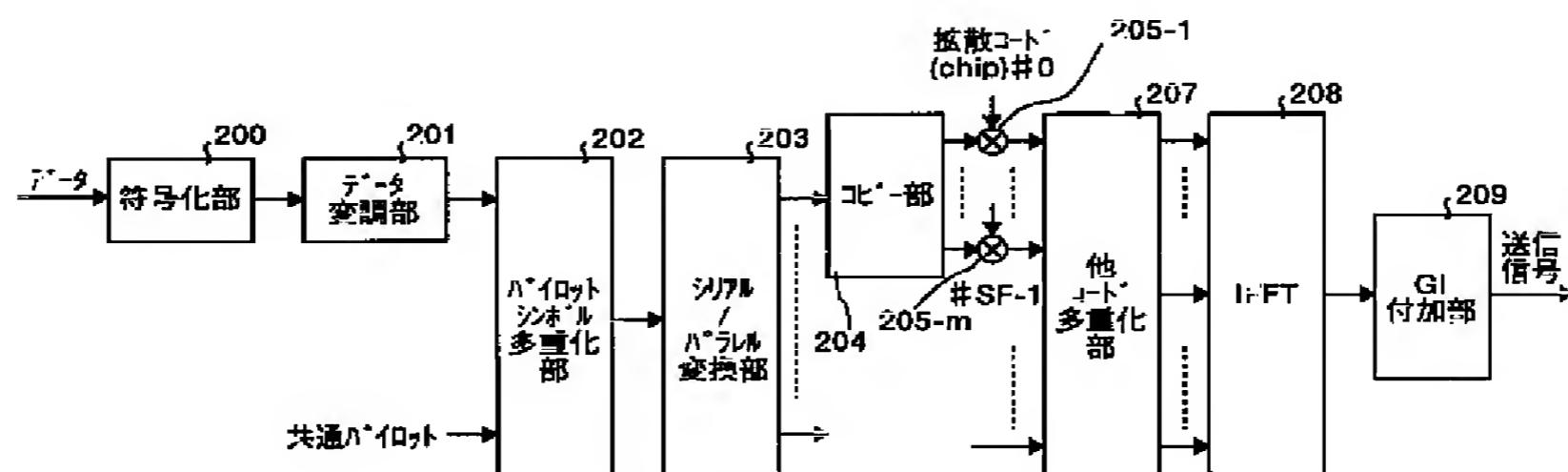
【図3】



【図7】



【図4】



【図6】

